

THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re U.S. Patent Application of)
)
KOKAMI)
)
Application Number: 10/691,612)
)
Filed: October 24, 2003)
)
For: MAGNETIC DISK STORAGE SYSTEM)
)
ATTORNEY DOCKET NO. HITA.0448)

**Honorable Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231**

LETTER

Sir:

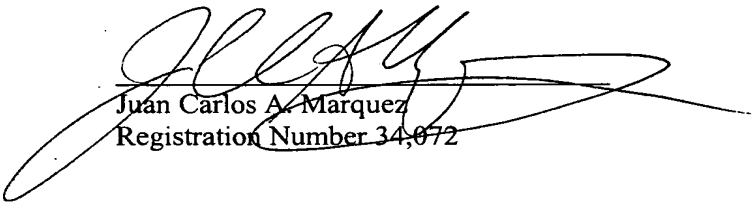
The below-identified communications are submitted in the above-captioned application or proceeding:

- | | | |
|-----|----------------------------|--|
| (X) | Priority Documents ONE (1) | |
| (X) | Request for Priority | () Assignment Document |
| () | Response to Missing Parts | () Petition under 37 C.F.R. § 1.47(a) |
| | w/ signed Declaration | () Check for |

☒ The Commissioner is hereby authorized to charge payment of any fees associated with this communication, including fees under 37 C.F.R. § 1.16 and 1.17 or credit any overpayment to **Deposit Account Number 08-1480**. A duplicate copy of this sheet is attached.

Respectfully submitted,

Stanley P. Fisher
Registration Number 24,344



Juan Carlos A. Marquez
Registration Number 34,072

REED SMITH LLP
3110 Fairview Park Drive
Suite 1400
Falls Church, Virginia 22042
(703) 641-4200
February 9, 2004



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re U.S. Patent Application of)
KOKAMI)
Application Number: 10/691,612)
Filed: October 24, 2003)
For: MAGNETIC DISK STORAGE SYSTEM)
ATTORNEY DOCKET NO. HITA.0448)

Honorable Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231

**REQUEST FOR PRIORITY
UNDER 35 U.S.C. § 119
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**

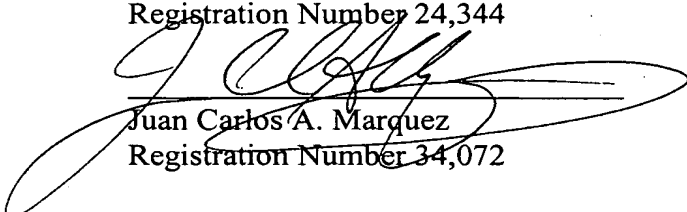
Sir:

In the matter of the above-captioned application for a United States patent, notice is hereby given that the Applicant claims the priority date of November 25, 2002, the filing date of the corresponding Japanese patent application 2002-340338.

A certified copy of Japanese patent application 2002-340338 is being submitted herewith. Acknowledgment of receipt of the certified copy is respectfully requested in due course.

Respectfully submitted,

Stanley P. Fisher
Registration Number 24,344



Juan Carlos A. Marquez
Registration Number 34,072

REED SMITH LLP
3110 Fairview Park Drive
Suite 1400
Falls Church, Virginia 22042
(703) 641-4200
February 9, 2004

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 1 月 2 5 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社ルネサステクノロジ
 株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ

2 0 0 3 年 1 0 月 2 1 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 H02015561

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 8/00
G11B 15/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町 5 丁目 2 2 番 1 号 株式会社 日立超エル・エス・アイ・システムズ内

【氏名】 鴻上 康彦

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【特許出願人】

【識別番号】 000233169

【氏名又は名称】 株式会社 日立超エル・エス・アイ・システムズ

【代理人】

【識別番号】 100085811

【弁理士】

【氏名又は名称】 大日方 富雄

【電話番号】 03-3269-1430

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 027177

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 磁気ディスク記憶システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 磁気ディスクを回転させる第 1 モータと、該第 1 モータを回転駆動する第 1 モータ駆動回路と、前記磁気ディスク上の記憶トラックに対して情報のリードを行なう磁気ヘッドと、該磁気ヘッドを前記ディスク上にて移動させる第 2 モータと、該第 2 モータを回転駆動する第 2 モータ駆動回路と、前記第 1 モータ駆動回路および第 2 モータ駆動回路により第 1 モータおよび第 2 モータのコイルに流す電流を制御する駆動制御回路とを具備し、

前記駆動制御回路は前記磁気ヘッドを待機位置から磁気ディスクの表面にローディングさせる際に前記第 1 モータの回転速度を通常動作時の回転速度よりも遅くさせるように構成されていることを特徴とする磁気ディスク記憶システム。

【請求項 2】 前記駆動制御回路は、電源遮断時には前記第 1 モータ駆動回路をステップアップコンバータ動作させてモータの回転によって生じる 3 相の逆起電圧 (B-EMF) の振幅値よりも高い直流電圧に電力変換し、該直流高電圧により動作して前記磁気ヘッドを所定の待機位置へ移動させるように構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 3】 前記駆動制御回路に対して指令を与えるシステム制御装置を備え、前記駆動制御回路は該システム制御装置からの電流指令値に従って前記第 1 モータのコイルに流れる電流を制御して第 1 モータの回転速度を制御するように構成され、電源遮断時には前記第 1 モータ駆動回路のステップアップコンバータ動作により逆起電圧から取り出された高電圧により前記システム制御装置が動作されるように構成されていることを特徴とする請求項 2 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 4】 前記駆動制御回路は、前記第 1 モータのコイルに流れる逆起電圧の位相を検出して該逆起電圧に同期して逆起電圧の振幅よりも大きい電圧振幅を前記第 1 モータのコイルに印加してモータの回転駆動を行ない、前記第 1 モータのコイルに流れる逆起電圧に同期して該逆起電圧の振幅よりも小さい電圧振幅を前記第 1 モータのコイルに印加して前記ステップアップコンバータ動作を行

なわせることを特徴とする請求項 3 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 5】 前記駆動制御回路は、前記第 1 モータのステップアップコンバータ動作により発生された電圧と所定の制御電圧の電位差を増幅する誤差増幅回路を備え、電源遮断時には該誤差増幅回路の出力に応じた電圧振幅を前記第 1 モータのコイルに印加してステップアップコンバータ動作を行なわせることを特徴とする請求項 3 または 4 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 6】 前記電流指令値はデジタル値であり、前記第 1 モータの各相コイルに流れる電流を、抵抗によって検出した電圧値から、3 相の各相コイル電流にそれぞれ比例した値に再現する回路を備え、前記駆動制御回路は、通常動作時には前記電流指令値を前記電流再現値との比較出力に応じた電圧を、また電源遮断時には前記誤差増幅回路の出力に応じた電圧を、前記第 1 モータのコイルに印加するように構成されていることを特徴とする請求項 5 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 7】 前記第 1 モータ駆動回路は第 1 モータのコイルに電流を流すトランジスタを含み、前記駆動制御回路はパルス幅制御方式で前記トランジスタをオン、オフ制御することを特徴とする請求項 1 ～ 6 のいずれかに記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 8】 電源電圧もしくは前記第 1 モータ駆動回路のステップアップコンバータ動作により発生された電圧を昇圧する昇圧回路と、前記第 1 モータ駆動回路は該昇圧回路により生成された昇圧電圧により前記トランジスタをオン、オフさせる信号を生成する回路とを備えていることを特徴とする請求項 7 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 9】 前記第 1 モータのコイルの逆起電圧を検出する逆起電圧の位相検出手段を備え、前記システム制御装置は該逆起電圧検出手段により検出された逆起電圧に同期し、前記電流指示に応じた電圧振幅を持つ電圧指令値を生成して前記駆動制御回路に与えるように構成されていることを特徴とする請求項 1 ～ 8 のいずれかに記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 10】 前記磁気ヘッドは前記第 1 モータの回転速度が高いほど前記磁気ディスクの表面とのギャップが小さくなるように構成されていることを特

徴とする請求項 1～9 のいずれかに記載の磁気ディスク記憶システム。

【請求項 11】 磁気ディスクを回転させる第 1 モータと、該第 1 モータを回転駆動する第 1 モータ駆動回路と、前記磁気ディスク上の記憶トラックに対して情報のリードを行なう磁気ヘッドと、該磁気ヘッドを前記ディスク上にて移動させる第 2 モータと、該第 2 モータを回転駆動する第 2 モータ駆動回路と、前記第 1 モータ駆動回路および第 2 モータ駆動回路により第 1 モータおよび第 2 モータのコイルに流す電流を制御する駆動制御回路とを具備し、

前記駆動制御回路は前記磁気ヘッドを待機位置から磁気ディスクの表面にローディングさせる際に前記第 1 モータの回転速度を、磁気ディスクの表面を前記磁気ヘッドが移動する際の回転速度よりも遅くさせるように構成されていることを特徴とする磁気ディスク記憶システム。

【請求項 12】 前記駆動制御回路は、電源遮断時には前記第 1 モータ駆動回路をステップアップコンバータ動作させてモータの回転によって生じる 3 相の逆起電圧 (B-EMF) の振幅値よりも高い直流電圧を発生させ、該直流高電圧により動作して前記磁気ヘッドを所定の待機位置へ移動させるように構成されていることを特徴とする請求項 11 に記載の磁気ディスク記憶システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、磁気ディスク記憶装置の制御技術さらには停電発生時のような電源が遮断された時のモータ制御に適用して有効な技術に関し、例えばハードディスク装置において磁気ディスク上の記憶トラックに対して情報のリード／ライトを行なう磁気ヘッドを移動させるボイスコイルモータによるヘッドの退避制御に利用して有効な技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

磁気ディスク記憶装置は、磁気ディスクを回転駆動させるスピンドルモータの他に、磁気ディスク上の記憶トラックに対して情報のリード／ライトを行なう磁気ヘッドを前記ディスクの表面に沿って径方向へ移動（シーク動作）させるボイ

スコイルモータを備えている。ハードディスク装置においては、磁気ヘッドがディスクの回転に伴って生じる風圧でディスク表面を滑空するように構成されており、ディスクの回転が停止すると磁気ヘッドはディスク表面に接触して傷をつけてしまうおそれがある。さらに、磁気記録の高密度が進んでディスク表面が鏡面状態になると、停止したヘッドがディスク表面に吸着してディスクの回転が阻害されるおそれがある。

【0003】

そこで、ディスクの回転停止時には、磁気ヘッドをディスクの外側の待機位置にあるランプと呼ばれる支持台へ退避させる動作（本明細書ではアンローディングと称する）が行なわれる。一方、ヘッドのシーク開始時には、磁気ヘッドをランプ位置からディスク上へ移動（ローディング）させる必要がある。このとき、ボイスコイルモータによる磁気ヘッドの移動速度が速過ぎると磁気ヘッドがディスク表面に接触して傷をつけてしまうおそれがある。そのため、従来より、ボイスコイルモータの逆起電圧を監視して磁気ヘッドの移動速度を制御することが一般に行なわれている。

【0004】

ハードディスク装置においては、上述したディスク回転停止時に磁気ヘッドをディスクの外側のランプに退避させる必要性と同様の理由から、停電発生時にも当然磁気ヘッドを退避させる必要がある。ところが、停電発生時にはボイスコイルモータの制御回路の電源も遮断されてしまうため、ボイスコイルモータの駆動および制御をすることができなくなる。

【0005】

そこで、ヘッドシーク用のボイスコイルモータを駆動するドライバ（以下、VCMドライバと称する）とは別個に退避用のドライバ（以下、リトラクトドライバと称する）を設けるとともに、停電発生時にはスピンドルモータの逆起電力を整流した電圧でリトラクトドライバを動作させるようにした発明が提案されている（特許文献1参照）。

【0006】

【特許文献1】

特開平 7-14331 号公報

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、スピンドルモータの逆起電力を整流した電圧でリトラクトドライバを動作させる場合、スピンドルモータの逆起電力を単にダイオードブリッジで整流した電圧ではダイオードの順方向電圧分の電圧降下が発生する。そのため、スピンドルモータの逆起電力が小さい小型モータの場合やスピンドルモータの回転が遅い時にはリトラクトドライバを十分に動作させることができない。

【0008】

また、近年磁気ディスク記憶装置は、高密度化による大容量化が進められているが、高密度化により磁気ディスクの表面は鏡面のような凹凸の非常に小さな状態に仕上げられる。また、高密度化に伴いより正確なヘッド位置制御が必要になるため、磁気ヘッドと磁気ディスクとのギャップを小さくしてリード・ライト信号の S/N 比を高めるようにしている。そして、磁気ヘッドと磁気ディスクとのギャップを小さくするため、ディスクの回転数が高くなるほどギャップが小さくなる負圧スライダと呼ばれる機構が使用されるようになって来ている。

【0009】

かかる負圧スライダを使用した場合、ヘッドを待機位置から磁気ディスクの表面に移動させる際に回転速度が速いとヘッドがディスク表面に衝突するおそれが生じる。そこで、通常動作時よりも回転数を低く抑えた状態で磁気ヘッドのローディングを行なう方式を考えた。ところが、停電は突然発生するため、ローディング中に停電が発生することもある。そのため、ローディングさせる際のディスク回転速度を遅くする方式でローディング中に停電が発生すると、スピンドルモータの逆起電力も充分でないため、安全に磁気ヘッドを待機位置へ移動させることが困難になる。

【0010】

また、シーク動作中にヘッドをディスクの外側へ移動させているときに停電が発生することもあり、ヘッドをディスク内側へ移動させているときに停電が発生することもある。ディスク内側へ移動させているときに停電が発生した場合には

、磁気ヘッドのスピードを落としさらに逆方向へ移動させることができるような大きな駆動力をボイスコイルモータに与える必要がある一方、磁気ヘッドをディスクの外側へ移動させているときに停電が発生した場合には、モータにブレーキをかけてヘッドがランプに衝突しないように制御してやらなければならないので、複雑で精度の高い制御が必要である。ところが、従来のリトクラクト動作は単にスピンドルモータの逆起電圧を整流した電圧を利用していた為、得られる電圧が低くボイスコイルモータのドライバを駆動して退避させる程度の簡単な制御しか行なえないという課題があることが明らかとなった。

【0011】

本発明の目的は、磁気ディスク記憶装置において、電源が遮断された時に確実に磁気ヘッドを退避させることができるボイスコイルモータの制御技術を提供することにある。

本発明の他の目的は、磁気ディスク記憶装置において、スピンドルモータの回転が遅い時に電源が遮断されたとしても、安全に磁気ヘッドを待機位置へ移動させることができるボイスコイルモータの制御技術を提供することにある。

【0012】

本発明のさらに他の目的は、通常動作時よりも回転数を低く抑えた状態で磁気ヘッドのローディングを行なうようにした磁気ディスク記憶装置において、磁気ヘッドのローディング中に電源が遮断された場合にも安全に磁気ヘッドを待機位置へ移動させることができるボイスコイルモータの制御技術を提供することにある。

本発明のさらに他の目的は、負圧スライダを使用した高密度記録が可能な磁気ディスク記憶装置において、磁気ヘッドのローディングおよびアンローディングを安全に行なうことができるボイスコイルモータの制御技術を提供することにある。

本発明の前記ならびにそのほかの目的と特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきらかになるであろう。

【0013】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

すなわち、磁気ディスクを回転させるスピンドルモータのような第1モータと、該第1モータを回転駆動する第1モータ駆動回路と、第1モータにより回転される磁気ディスク上の記憶トラックに対して情報のリードを行う磁気ヘッドと、この磁気ヘッドを前記ディスク上にて移動させるボイスコイルモータのような第2モータと、該第2モータを回転駆動する第2モータ駆動回路と、前記第1モータ駆動回路および第2モータ駆動回路により第1モータおよび第2モータのコイルに流す電流を制御する駆動制御回路とを有する磁気ディスク記憶装置において、前記磁気ヘッドを待機位置から磁気ディスクの表面にローディングさせる際に前記第1モータの回転速度を通常動作時の回転速度よりも遅くさせるようにしたものである。これにより、磁気ヘッドのローディングの際にヘッドがディスク表面に接触するのを回避することができる。

【0014】

また、望ましくは、前記駆動制御回路は、電源遮断時に前記第1モータ駆動回路をステップアップコンバータ動作させて前記第1モータの逆起電圧よりも高い電圧を発生させ、該高電圧により前記磁気ヘッドを所定の待機位置へ移動させるように構成する。これにより、磁気ヘッドのローディング中に電源遮断が発生したとしても、磁気ヘッドを安全に退避させることができる。また、電源遮断時に第1モータ駆動回路をステップアップコンバータ動作させて逆起電圧よりも高い電圧を発生させるため、ヘッドの退避動作に必要な電圧を特別な昇圧コンバータを設けることなく得ることができ、回路規模の増大を回避することができる。しかもヘッド退避の為の専用の制御および駆動装置も不要となる。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施態様を、図面を参照しながら説明する。

図1は、本発明を適用した磁気ディスク記憶装置におけるモータ制御系の概略構成を示す。

図1に示されているように、この実施例の磁気ディスク記憶装置は、磁気ディ

スク 300 と、該磁気ディスク 300 を高速回転駆動させるスピンドルモータ 310 と、磁気ディスク 300 上の記憶トラックに対して情報のリード／ライトを行なう磁気ヘッド HD を先端に有するアーム 320 と、このアームを介して磁気ヘッド HD を前記磁気ディスク 300 上にて移動させるボイスコイルモータ 340、このボイスコイルモータ 340 を駆動制御する半導体集積回路化されたモータ駆動制御回路 100、磁気ディスク記憶装置全体の動作を制御するとともにボイスコイルモータに対する電流指令値やスピンドルモータに対する電流指令値を出力するコントローラ 260 などを有する。350 は、磁気ディスク 300 の外側に配置されディスク回転停止時にアーム 320 を支持するランプである。

【0016】

前記コントローラ 260 はマイクロコンピュータ（CPU）などで構成され、コントローラ 260 から出力された駆動電流指令値は前記モータ駆動回路 100 へ送られる。駆動電流指令値には、スピンドルモータ 310 の制御に関するものとボイスコイルモータ 340 の制御に関するものとがあり、スピンドルモータ 310 とボイスコイルモータ 340 はそれぞれ別個に駆動制御される。図 1 には示されていないが、磁気ヘッド HD を駆動して磁気ディスク 300 に対する書込みを行ったり読出し信号に基づいて位置情報を検出したりする信号処理用 IC が別途設けられる。

【0017】

モータ駆動制御回路 100 内には、スピンドルモータドライバ&制御回路 110、VCMドライバ 120、12V のようなドライバ用の電源電圧 V_{cc1} を昇圧するブースト回路 130、5V のような IC 用の電源電圧 V_{cc2} を変換して 3.3V のような内部電源電圧 V_{reg1} 、 V_{reg2} 、 V_{reg3} を生成する電圧レギュレータ 140、レギュレータ 140 で生成された電圧を監視して停電発生を検出する電源モニタ回路 150、コントローラ 260 からのデジタルデータ形式の駆動電流指令値などの制御情報を受信するシリアル I/O（入出力ポート）160、受信した駆動電流指令値をアナログ形式の駆動電流指令値に変換する D/A 変換器 170、ボイスコイルモータ 340 の逆起電圧を検出する逆起電圧検出回路 180、検出された電圧値をデジタル値に変換してヘッドの速度情報としてコントロ

ーラ 2 6 0 へ出力する A/D 変換回路 1 9 0 などが設けられている。

【0 0 1 8】

また、モータ駆動制御回路 1 0 0 には、電源電圧 V_{cc1} をモータドライバに伝達したり遮断したりするための電源スイッチ $SW1$ と、電源電圧 V_{cc2} をレギュレータ 1 4 0 に伝達したり遮断したりするための電源スイッチ $SW2$ と、電源遮断時にスピンドルモータの逆起電圧を整流した電圧をレギュレータ 1 4 0 に供給したり遮断したりするためのスイッチ $SW3$ を構成する MOSFET $Qs1$, $Qs2$ が設けられ、このうち電源スイッチ $SW1$ と $SW2$ は電源モニタ回路 1 5 0 から出力される内部電圧の立ち上がりを示すパワーオン検出信号 P-ON によってオン、オフ制御される。

【0 0 1 9】

一方、スイッチ $SW3$ はパワーオン検出信号 P-ON を反転するインバータ INV の出力によってオン、オフ制御される。インバータ INV はレギュレータ 1 4 0 で生成された内部電圧 V_{reg1} で動作するため、図 3 に示されているように、内部電圧 V_{reg1} が立ち上がっている期間 $T1+T2$ の間だけパワーオン検出信号 P-ON と逆相の信号となる。スイッチ $SW3$ が MOSFET $Ms1$ と $Ms2$ とから構成されているのは、MOSFET のボディ・ダイオードを通して電流が流れないようにするためであり、 $Ms1$ と $Ms2$ のボディ・ダイオードは各々逆向きのダイオードとなるように設定されている。

【0 0 2 0】

これに対し、電源電圧 V_{cc1} , V_{cc2} を供給する電源スイッチ $SW1$, $SW2$ は、ボディ・ダイオードを積極的に利用して電源電圧 V_{cc1} , V_{cc2} が所定のレベル以上になると内部の回路へ電流を流すようにされる。図 3 のタイミング $t1$ で電源電圧 V_{cc1} の立ち上がりとはほぼ同期してドライバの電源電圧 V_{spn} が立ち上がっているのはそのためである。ブースト回路 1 3 0 を設けているのは、ドライバ回路 1 1 0, 1 2 0 のコイル駆動用トランジスタのゲート端子を V_{spn} よりも高い電圧に持ち上げて充分なオン状態にさせるためである。

【0 0 2 1】

図 2 は、図 1 の磁気ディスク記憶装置におけるモータ駆動制御回路 1 0 0 の要

部のより詳細な構成例を示す。図1に示されているレギュレータ140、電源モニタ回路150、逆起電圧検出回路180およびAD変換回路190は、図2には示されていない。

【0022】

図2において、LVCMは磁気ヘッドを磁気ディスク上にて移動させるボイスコイルモータ340の駆動コイルで、VCMドライバ120によりこのコイルLVCMに前記D/A変換器170の出力に応じた電流を流してボイスコイルモータを駆動する。VCMドライバ120は、コイルLVCMの接続端子P1、P2に結合され、コイルに電流を流すNチャネル型パワーMOSFET M7、M8、M9、M10と、これらのパワーMOSFET M7、M8、M9、M10のゲート電圧を制御する一対のコイル駆動アンプ121、122と、コントローラ260からの電流指令値をアナログ信号に変換する前記D/A変換器150の出力値に応じて前記コイル駆動アンプ121、122の入力信号を生成するVCM制御回路123とから構成されている。これにより、前記D/A変換器170に入力される駆動電流指令値に一致するような電流がコイルLVCMに流される。

【0023】

ブースト回路130は、例えばチャージポンプのような昇圧回路により構成されており、通常動作時は電源電圧Vcc1を、また停電発生時にはスピンドルモータ310の逆起電力を、それぞれ整流した電圧Vspnで動作してVspnよりも5V程度高いレベルまで昇圧したブースト電圧Vbstを発生する。135はこのブースト回路130の動作クロックφcを生成する発振器である。なお、本明細書においては、通常動作時とは、磁気ヘッドを所望のトラック位置に固定する場合と所望のトラック位置へ磁気ヘッドを移動させるシーク動作を含むものとする。

【0024】

ブースト回路130により昇圧されたブースト電圧Vbstは平滑容量C1に蓄積される。蓄積されたブースト電圧Vbstは、停電発生時にボイスコイルモータ340のコイルに電流を流すパワーMOSFET M7、M8、M9、M10のゲート電圧を制御するコイル駆動アンプ121、122に電源電圧として供給されるため、パワーMOSFET M7、M8、M9、M10がNチャネル型MO

S F E Tにより構成されていたとしてもこれを十分にオンさせ、磁気ヘッドを退避させることができる。パワーMOSFET M7, M8, M9, M10としてNチャネル型MOSFETを使用するのは、Pチャネル型MOSFETを使用する場合よりもチップサイズの低減を図ることができるためである。

【0025】

また、本実施例においては、発振器135もブースト回路130により昇圧されたブースト電圧 V_{bst} によって動作されるように構成されている。発振器135はブースト回路130と同様に停電発生時にスピンドルモータの逆起電力で動作させることも可能であるが、ブースト電圧 V_{bst} を使用することにより停電発生時に電源電圧 V_{cc} から逆起電力 V_{spn} に切り替わる際に一時的に電圧がなくなって発振動作が停止するのを回避することができる。発振器135はリングオシレータ等公知の回路により構成することができるので、具体的な回路の例示および説明は省略する。

【0026】

また、図2において、151は電源モニタ回路150を構成するコンパレータ、SW4はこのコンパレータ151の出力によってオン、オフ制御されるスイッチである。コンパレータ151は電源電圧 V_{cc1} を電源とし、非反転入力端子に電源電圧 V_{cc1} がまた反転入力端子に参照電圧 V_{ref} が印加されており、電源電圧 V_{cc1} が供給されている間はコンパレータ151の出力P-ONはハイインピーダンスにされて電源スイッチSW1をR0にI3を乗じた分の電圧でオン状態にさせ、電源電圧 V_{cc1} が遮断されるとコンパレータ151の出力P-ONがロウレベルに変化されてSW4がオフ状態になり電源スイッチSW1をオフ状態にさせる。電源スイッチSW1をオフするのは、スピンドルモータ310の逆起電力が電源 V_{cc1} 側へ逆流するのを防止するためである。コンパレータ151の電源はブースト回路130で昇圧されたブースト電圧 V_{bst} を用いても良い。

【0027】

L_u , L_v , L_w は磁気ディスクを回転駆動するスピンドルモータのコイルである。特に制限されるものでないが、この実施例においては、スピンドルモータとして3相ブラシレスモータが使用されている。スピンドルドライバ回路110

は、コイル L_u , L_v , L_w の結合端子と電源電圧端子および接地端子との間にそれぞれ接続された出力トランジスタ M_1 , M_2 , M_3 , M_4 , M_5 , M_6 と、これらの出力トランジスタ $M_1 \sim M_6$ をそれぞれオン、オフ制御してコイル L_u , L_v , L_w に順番に電流を流すプリアンプ 111, 112, 113、電源からモータのコイルを介して接地点へ流れる電流を検出するセンス抵抗（シャント抵抗） R_{sns} 、該センス抵抗 R_{sns} により検出された電流に応じた電圧から各相のコイルに流れている電流を再現する 3 相電流再現回路 114、再現された各相コイルの電流に基づいて電流を流す相コイルを決定する制御回路 115 からなりスピンドルモータの各コイルに電流を流してモータを回転駆動する。制御回路 115 は、通常動作時は PWM（パルス幅変調）方式で各コイルに流す電流を制御してモータを回転駆動する。

【0028】

この実施例においては、前記出力トランジスタ $M_1 \sim M_6$ はそれぞれ N チャネル型 MOSFET により構成されており、電源遮断時にはそれらのソース・ドレイン間に寄生するボディ・ダイオード $D_1 \sim D_6$ がスピンドルモータのコイル L_u , L_v , L_w に生じている逆起電圧を整流して前記スピンドルモータドライバ回路 110 や前記ブースト回路 130 に電力を供給する整流回路として動作する。

【0029】

さらに、この実施例では、制御回路 115 が電源遮断時にスピンドルモータ 110 の各コイルに各相に発生する逆起電圧と同位相で逆起電圧の振幅よりも小さな振幅の電圧を印加させることにより、各相に流れる電流を逆起電圧と逆位相とし、これによってスピンドルモータ 110 をステップアップコンバータとして動作させてボディ・ダイオード $D_1 \sim D_6$ による整流電圧よりも高い電圧を発生させる制御を行なう。ステップアップコンバータにより昇圧された電圧 V_{spn} は平滑容量 C_2 に蓄積され平滑される。

【0030】

このようにスピンドルモータ 310 をステップアップコンバータとして動作させることによって、スピンドルモータ 310 の逆起電圧が小さい時すなわち回転

速度が遅い時にもモータ駆動制御回路100およびコントローラ260が必要とする電圧を発生し、この電圧でボイスコイルモータ340を駆動制御して確実に安全に磁気ヘッドの退避動作を行なわせることができる。また、前記ブースト回路130で昇圧された電圧がスピンドルモータ310を駆動するスピンドルドライバ回路110にも供給されている。これにより、出力MOSFET M1～M6がNチャネル型MOSFETにより構成されていたとしても十分にオンさせ、コイルLu, Lv, Lwに印加される電圧が下がるのを防止することができる。

【0031】

図3には本実施例の磁気ディスク記憶装置において、電源投入から電源遮断が発生してスピンドルモータが停止するまでの各信号のタイミングが示されている。タイミングt1で電源電圧Vcc1, Vcc2が立ち上げられ、タイミングt2でレギュレータ140により生成される内部電源Vreg1が立ち上がると電源モニタ回路150からコントローラ260に対して供給される電源の立ち上がりを示す信号PORがハイレベルに変化される。すると、コントローラ260からモータ駆動制御回路100へ電流指令値が送られてスピンドルモータ310の回転駆動が開始される。スピンドルモータ310の回転数が所定の回転数に達すると定常回転状態となり、逆起電圧Vbemfが一定にされる(期間T1)。

【0032】

その後、タイミングt3で電源遮断が発生すると、電源モニタ回路150からコントローラ260に対して供給される緊急事態発生を示す信号EMGがハイレベルに変化される。すると、コントローラ260はモータ駆動制御回路100へ供給する電流指令値を変更してスピンドルモータ310をステップアップコンバータ動作させるようにモータ駆動制御回路100の制御が切り替えられる。また、電源モニタ回路150から出力される電源の立ち上がりを示す信号P-ONがロウレベルに変化され、／P-ONがハイレベルに変化される。

【0033】

これにより、電源スイッチSW1, SW2がオフされ、レギュレータ140にはスピンドルモータ310の逆起電圧Vbemfを整流した電圧が供給され、レギュ

レータ 140 は内部電源 $V_{reg1} \sim V_{reg3}$ を発生し続け、それがコントローラ 260 にも供給される。そして、コントローラ 260 はこの電源により動作してボイスコイルモータドライバ 120 に対する電流指令値を与えて磁気ヘッドをディスクの外側のランプ位置へ退避させることができる（期間 T_2 ）。タイミング t_4 で磁気ヘッドがランプに到達するとコントローラ 260 がこれを検知して、スピンドルドライバ回路 110 に対する電流指令値の出力を停止してステップアップコンバータ動作を終了させるとともに、スピンドルモータの回転を停止させるブレーキ信号 $B R K$ を送ってモータを停止させる（期間 T_3 ）。

【0034】

この実施例においては、スピンドルモータをステップアップコンバータ動作させて逆起電圧を昇圧しているため、磁気ヘッドをランプからディスク上へローディングさせる際にスピンドルモータの回転数を下げているときに電源遮断が発生しても磁気ヘッドを安全にアンローディングさせることができる。すなわち、従来のスピンドルモータの制御系でモータの回転数を下げると、図 3 の期間 T_4 に破線で示すように逆起電圧 V_{bemf} が下がるため、電源遮断が発生するとボイスコイルモータドライバ 120 やコントローラ 260 に対する電源のレベルが下がるので、ボイスコイルモータドライバ 120 やコントローラ 260 をそのまま使用できず、結果として高精度の磁気ヘッドの速度制御ができずに磁気ヘッドを安全に退避できないおそれがあったが、本実施例を適用してスピンドルモータをステップアップコンバータ動作させて逆起電圧を昇圧することにより、ヘッドをローディングさせる際にスピンドルモータの回転数を下げているときに電源遮断が発生しても磁気ヘッドを安全にアンローディングさせることができる。

【0035】

次に、スピンドルモータ 310 のステップアップコンバータ動作について説明する。

3 相ブラシレスモータでは、図 4 (A) に示すように、モータのコイルに生じる逆起電圧 V_{bemf} に同期して、破線で示すように該逆起電圧よりも大きい振幅の駆動電圧 V_{drv} をコイルに印加して図 4 (B) の実線で示すような電流を流すと、モータに正のトルクを発生させることができる。一方、図 4 (A) に一点鎖線

で示すように逆起電圧 V_{bemf} に同期しこれよりも小さい振幅の駆動電圧 V_{stp} をコイルに印加して図 4 (B) に一点鎖線で示すような逆向きの電流を流すとモータは回生ブレーキ状態となりモータを昇圧コンバータとして動作させることができる。そして、この昇圧動作の際に、逆起電圧 V_{bemf} に対して常に電源ライン V_{spn} から消費される負荷電流とバランスするモータの逆向き電流を流せるレベルだけ振幅の小さい電圧 V_{stp} を印加すると、モータの回転速度が落ちてでも発生される昇圧電圧を一定にさせることができる。なお、この本実施例では、出力トランジスタ $M1 \sim M6$ を PWM 制御するようにしているため、駆動パルスによってオン、オフされる出力トランジスタ $M1 \sim M6$ から出力される電圧の平均値がそれぞれ逆起電圧 V_{bemf} より所定の比率だけ小さい電圧が印加されるように動作される。

【0036】

図 5 には、通常動作時の PWM 制御および電源遮断時のステップアップコンバータ制御を行なう制御回路 115 の構成例を示す。

制御回路 115 は、抵抗 $R1$ 、 $R2$ で電源電圧 V_{spn} を抵抗分割した電圧とコントローラ 260 から供給される制御入力電圧 CH との電位差を増幅する誤差アンプ 511 と、コントローラ 260 から供給される電流指令値 ICV をアナログ信号に変換する DA 変換回路 512 と、前記誤差アンプ 511 または DA 変換回路 512 の出力信号をパワーオン検出信号 $P-ON$ に基づいて切り替えるスイッチ $SW5$ と、該スイッチ $SW5$ を介して入力される信号に応じた振幅を有し位相が互いに電気角で 120° ずつずれた 3 相の正弦波 V_u 、 V_v 、 V_w を発生する 3 相正弦波発生回路 513 と、前記 3 相電流再現回路 114 で生成された再現電流 I_u 、 I_v 、 I_w を電圧に変換する電流-電圧変換回路 519 と、3 相正弦波発生回路 513 から出力された正弦波 V_u 、 V_v 、 V_w と前記再現電流 I_u 、 I_v 、 I_w との位相差を検出する位相差検出回路 514 と、検出された位相差に応じた電圧を発生するループフィルタ（積分容量）515 と、該ループフィルタの電圧に応じた周波数で発振する電圧制御発振回路（VCO）516 とを備え、該 VCO 516 の発振振号が基準クロックとして 3 相正弦波発生回路 513 に供給されることにより、3 相正弦波発生回路 513 からは再現電流 I_u 、 I_v 、 I_w

との位相差がゼロの正弦波 V_u , V_v , V_w が出力されるように構成されている。誤差アンプ 511 の出力端子に接続された容量 C_3 は、発振防止用の位相補償容量である。

【0037】

また、本実施例の制御回路 115 は、前記正弦波 V_u , V_v , V_w の周波数よりも 100 倍程度周波数の高い三角波キャリア信号を生成する三角波生成回路 517 と、前記正弦波 V_u , V_v , V_w と三角波生成回路 517 により生成された三角波キャリア信号とを比較して前記プリアンプ 111 ~ 113 に対する PWM 制御信号 U_{PWM} , V_{PWM} , V_{PWM} を生成するコンパレータ CMP_1 , CMP_2 , CMP_3 と、該コンパレータ CMP_1 , CMP_2 , CMP_3 により生成された制御信号 U_{PWM} , V_{PWM} , V_{PWM} などに基づいて前記 3 相電流再現回路 114 に対するサンプリング信号 SH を生成するサンプリング信号生成回路 518 など備えている。

【0038】

なお、3 相電流再現回路 114 は、位相が互いに 120° ずつずれた 3 つの正弦波 V_u , V_v , V_w として完全な正弦波を発生する代わりに、3 相の中で一番低いレベルとなった相の信号はその期間の間だけロウレベルに固定されるようにしたいわゆる 2 相変調方式で正弦波を生成するものであっても良い。

【0039】

ここで、3 相電流再現回路 114 について説明する。3 相ブラシレスモータにおいて各相のコイル L_u , L_v , L_w に流れる電流 I_u , I_v , I_w は図 6 (A) に示すように、互いに電気角で 120° ずれた正弦波状に変化する。このとき、図 2 のセンス抵抗 R_{sns} に流れる電流 I_{sns} は、ドライバ回路 110 の出力トランジスタ M_4 , M_5 , M_6 を通して接地点へ流れる電流であり、図 6 (A) の各区間で負の電流を足したものである。図 6 (B) のように変化する。なお、図 6 (B) は各コイルから接地点へ向って流れようとする電流を示したもので、センス抵抗 R_{sns} には出力トランジスタ M_4 , M_5 , M_6 がオンされたときにこの電流が流れるが、この実施例のスピンドルモータは前述のように出力トランジスタ M_4 , M_5 , M_6 が PWM 制御されるため実際にセンス抵抗 R_{sns} に流れる

電流は図6 (B) の波形とは異なる。

【0040】

また、PWM制御される出力トランジスタM4, M5, M6はそれぞれ制御パルスが異なるため、例えば図6 (B) の区間Taに着目すると、この区間Taでセンス抵抗R_{sns}に流れる電流はU相のコイルL_uからの吸い込み電流I_uとV相のコイルL_vからの吸い込み電流I_vとの和(I_u+I_v)であるが、区間Taのある瞬間を捕らえるとU相駆動用トランジスタM4またはV相駆動用トランジスタM5のうちいずれか一方がオンで他方がオフとなる期間が存在する。

【0041】

そこで、その瞬間を狙ってセンス抵抗R_{sns}に流れる電流I_{sns}を変換した電圧をサンプリングしてやれば、1つの相(例えばI_u)の電流値を知ることができる。また、2つの相の引き抜き電流の和(I_u+I_v)が流れている瞬間を捕らえて電流をサンプリングしてやると、その和はW相のコイルに流れ込む電流に等しいので、W相のコイルの電流I_wが分かる。そして、前記のようにしてU相のコイル電流I_uとW相のコイル電流I_wとが分かれば、残りのV相のコイル電流I_vは、I_w-I_uとして計算によって求めることができる。

【0042】

前記実施例の3相電流再現回路114は上記のような方法によってセンス抵抗R_{sns}に流れる電流I_{sns}から、図6 (A) のように変化する3相の電流I_u, I_v, I_wを再現するように構成されている。なお、かかる3相モータのコイルに流れる電流を再現する電流再現回路は、特開2002-119062号等に開示されている公知の技術を用いて構成することができるので、詳しい説明は省略する。

【0043】

図7は、図1のモータ駆動制御回路100の他の構成例を示す。図7には図1に示されているレギュレータ140、電源モニタ回路150、逆起電圧検出回路180およびAD変換回路190は示されていない。この実施例のモータ駆動制御回路100は、第1の実施例(図2)のモータ駆動制御回路100における電流センス抵抗R_{sns}および3相電流再現回路114を設ける代わりに、各コイル

の端子の電圧 U , V , W およびセンタタップの電圧 CT を制御回路 115 へ供給して逆起電圧のゼロクロス点を検出して各相のコイルに電圧を印加するタイミングを決定してスピンドルモータ 310 の駆動制御を行なうようにしたものである。この実施例は、図 2 の実施例のモータ駆動制御回路 100 よりも回路規模を小さくすることができるという利点がある。

【0044】

図 8 は、この第 2 の実施例のモータ駆動制御回路 100 を構成する制御回路 115 のより具体的な構成例を示す。なお、図 8 において図 5 と同一の回路および素子には同一の符号を付して重複した説明は省略する。

図 8 に示されているように、この実施例の制御回路 115 には、3 相正弦波発生回路 513 の代わりに、電源遮断時にスピンドルモータ 310 により昇圧された電圧 V_{spn} とコントローラ 260 から供給される制御入力電圧 CH の差電圧を増幅する誤差アンプ 511 の出力または通常動作時にコントローラ 260 から供給される電流指令値 ICV を DA 変換回路 512 で DA 変換した電圧と三角波生成回路 517 からのキャリア信号とを比較するコンパレータ CMP から出力される PWM 制御信号を U 相, V 相, W 相のプリアンプ 111 ~ 113 のいずれに供給するか選択するとともに、電流を流す 2 つのコイルに応じて PWM 信号が供給される相と対をなす相のプリアンプの出力をロウレベルに固定させる信号を、また残りのコイルに対応したプリアンプに対してはその出力をハイインピーダンス (2 つの出力トランジスタが共にオフの状態) にさせる信号を生成して与える回路 (この実施例ではデコーダと称する) 520 が設けられている。

【0045】

また、この実施例の制御回路 115 には、スピンドルモータ 310 の各コイル L_u , L_v , L_w のセンタタップの電圧 CT と各コイルの端子の電圧 U , V , W とを比較して逆起電圧のゼロクロス点を検出するためのコンパレータ 521 と、各コイルの端子の電圧 U , V , W のうちいずれか 1 つを選択して前記コンパレータ 521 に供給するセレクタ 522 と、前記コンパレータ 521 の出力に基づいて該セレクタ 522 を制御する相選択信号および前記デコーダ 520 に対する相切替えタイミング信号を生成するタイミング制御回路 523 とが設けられている。

。

【 0 0 4 6 】

セクタ 5 2 2 は、各相コイルのうち非通電相を選択してコンパレータ 5 2 1 に入力させるように制御される。ここで、各相コイルのうち逆起電圧が非通電相のコイルに対応したプリアンプはその出力がハイインピーダンスになるようにデコーダ 5 2 0 によって制御される。これによって、プリアンプの出力電圧に影響されないコイルの逆起電圧をコンパレータ 5 2 1 に供給してゼロクロス点を正確に検出することができる。

【 0 0 4 7 】

この実施例においても、前記実施例と同様に、制御回路 1 1 5 によって、通常回転時にはモータのコイルに生じる逆起電圧に同期して該逆起電圧よりも大きい振幅を持つ駆動電圧をコイルに印加してモータに正のトルクを発生させる一方、電源遮断時には逆起電圧に同期してこれよりも小さい振幅を持つ駆動電圧をコイルに印加して通常時とは逆向きの電流を流してモータを昇圧コンバータとして動作させるような制御が行なわれる。

【 0 0 4 8 】

なお、このとき出力トランジスタ M 1 ～ M 6 を PWM 駆動パルスによってオン、オフさせることにより出力トランジスタ M 1 ～ M 6 から出力される電圧の平均値がそれぞれ逆起電圧より所定比率だけ小さくなるように動作される。これにより、電源遮断時には出力トランジスタ M 1 ～ M 6 のボディ・ダイオード D 1 ～ D 6 による整流電圧よりも高い電圧を発生させることができる。その結果、スピンドルモータ 3 1 0 が低速回転されるヘッドローディングの際に電源遮断が発生しても、スピンドルモータ 3 1 0 をステップアップコンバータとして動作させて逆起電圧を昇圧した電圧を発生して磁気ヘッドを安全に退避させることができる。

【 0 0 4 9 】

以上、本発明者によってなされた発明を実施態様にもとづき具体的に説明したが、本発明は前記実施態様に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。たとえば、前記実施例では、負圧スライダと呼ばれる磁気ヘッドを使用したシステム適用した場合を説明したが

、通常の磁気ヘッドを使用したシステムに対して適用するようにしても良い。また、実施例においては、ディスクの外側に待機位置としてのランプを設け、電源遮断時にこのランプに磁気ヘッドを退避させるようにしているが、ディスクの内側に待機位置を設け、電源遮断時に磁気ヘッドをディスクの内側へ退避移動させる場合にも適用することができる。

【0050】

さらに、実施例においては、コントローラ 260 から与えられるスピンドルモータの電流指令値とボイスコイルモータの電流指令値をデジタル信号に変換する D/A 変換回路を別々に設けたものを示したが、時分割方式で使用するにより 1 つの D/A 変換回路を共用させることができる。また、実施例では、制御入力電圧 CH がアナログ電圧で与えられるように説明されているが、この制御入力電圧 CH もデジタル信号で与えて D/A 変換回路でアナログ値に変換するように構成しても良い。さらに、誤差増幅器 511 の前段に A/D 変換器を設け、デジタル化した後に、制御入力電圧と比較するデジタル比較器を設ける構成としても良い。この場合は、位相補償容量 C3 の代わりにデジタルフィルタが用いられ、後段の三角波発生およびコンパレータによる PWM 変調器もデジタル回路で構成されるであろう。

【0051】

また、前記実施例では、スピンドルモータのコイルに流れる逆起電圧に同期して該逆起電圧よりも小さい振幅を持つ電圧を前記第 1 モータのコイルに印加して前記ステップアップコンバータ動作を行なわせているが、以下のようにしてステップアップコンバータ動作を行なわせてもよい。

【0052】

図 9 は、3 相モータの回転によって生じる逆起電圧 (B-EMF) を 3 相交流源とみなし、3 相モータの出力段を操作して直流電圧 V_{spn} に電力変換する AC-DC 昇圧コンバータの構成を示す。説明を簡単にするために 3 相の動作を U 相逆起電圧と V 相逆起電圧による作用、V 相逆起電圧と U 相逆起電圧による作用および W 相逆起電圧と V 相逆起電圧による作用の重ねあわせと考え、同図においては U 相逆起電圧と W 相逆起電圧による作用のみを示す。今、逆起電圧 ($V_{bemfu} - V_{bemfw}$

) の(-)端子側から(+)端子側に電流が流れていると考える。これは前述の図4で説明したように逆起電圧よりも小さい振幅を持つPWM変調された正弦波を逆起電圧に同期して印加することによって可能となる。

【0053】

図9において、M3がOFF、M6がONでありM4がON、M5がOFFの状態のとき、 $(V_{bemfu} - V_{bemfw})$ はM4とM6によってGNDにショートされた状態となりに経路1に示すように電流はGND側に回生し、コイルインダクタ $(L_u + L_w)$ の電流値は増加しエネルギーが蓄積される。次に、M1がOFFからON、M4がONからOFFになるとコイルに蓄積されたエネルギーは、経路2で示すようにM1を通して出力電圧側に放電される。このとき放電される電流によって平滑容量C1を充電し、出力電圧 V_{spn} を昇圧することができる。

【0054】

仮に逆起電圧よりも大きな振幅が与えられた場合はインダクタ $L_u + L_w$ に流れる電流は逆起電圧 $(V_{bemfu} - V_{bemfw})$ の(+)端子から(-)端子側となり、この場合は、M1がONする経路2の動作の際に平滑容量C1から電荷を引き抜く動作となり、出力電圧 V_{spn} は昇圧できない。従って、昇圧動作を行なわせるには、必ず逆起電圧 $(V_{bemfu} - V_{bemfw})$ の振幅より小さな駆動電圧を印加することが必須となる。

【0055】

図9ではU相とW相の逆起電圧による動作を説明したが、V相とU相の場合は、逆起電圧を $(V_{bemfu} - V_{bemfw}) \rightarrow (V_{bemfv} - V_{bemfu})$ 、コイルインダクタを $(L_u + L_w) \rightarrow (L_v + L_u)$ に、またMOSトランジスタをM1→M2、M4→M5、M3→M1、M6→M4にそれぞれ置き換えて考えればよい。さらに、W相とV相の場合は、逆起電圧を $(V_{bemfu} - V_{bemfw}) \rightarrow (V_{bemfw} - V_{bemfv})$ 、コイルインダクタを $(L_u + L_w) \rightarrow (L_w + L_v)$ に、またMOSトランジスタをM1→M3、M4→M6、M3→M2、M6→M5にそれぞれ置き換えて考えればよい。そして、上記3つの場合の昇圧コンバータ動作の足し合わせによって、総合の昇圧動作となる。

【0056】

結局、スイッチング素子としての出力トランジスタM5, M6, M4を適当なタイミングでオン、オフさせることで各コイルより昇圧した電圧を出力させることができる。また、図9の動作では全ての転流用スイッチ素子としてダイオードではなくMOSトランジスタを用いている為、昇圧動作が可能でしかもダイオードの順方向電圧分の損失のない昇圧コンバータとして動作させることができることが分かる。

【0057】

以上の説明では主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野であるハードディスク記憶装置に適用した場合について説明したが、本発明にそれに限定されるものでなく、ディスク型の記憶装置や再生装置に広く利用することができる。

【0058】

【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

すなわち、磁気ディスク記憶装置において、スピンドルモータの回転が遅い時に電源が遮断された場合にもスピンドルモータの逆起電力を昇圧した電圧でボイスコイルモータを駆動して確実に磁気ヘッドを退避させることができる。その結果、負圧スライダを使用した高密度記録が可能な磁気ディスク記憶装置において、スピンドルモータの回転を落として磁気ヘッドのローディングおよびアンローディングを安全に行なうことができるとともに、ローディング中に電源が遮断された場合にも安全に磁気ヘッドを待機位置へ移動させることができる信頼性の高い磁気ディスク記憶装置を実現できるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明を適用した磁気ディスク記憶装置におけるモータ制御系の概略構成を示すブロック図である。

【図2】

図1の磁気ディスク記憶装置におけるモータ駆動制御回路の要部のより詳細な

構成例を示すブロック図である。

【図 3】

実施例のモータ駆動制御回路による停電発生時の磁気ヘッドの退避制御時における各部の信号のタイミングを示すタイミングチャートである。

【図 4】

実施例のモータ駆動制御回路によるスピンドルモータの回転駆動時とステップアップコンバータ動作時のコイル逆起電圧とコイル印加電圧およびコイル電流との関係を示す波形図である。

【図 5】

通常動作時の P W M 制御および電源遮断時のステップアップコンバータ制御を行なう制御回路の構成例を示すブロック図である。

【図 6】

スピンドルモータの各コイルの電流とセンス抵抗に流れる電流との関係を示す波形図である。

【図 7】

モータ駆動制御回路の他の構成例を示すブロック図である。

【図 8】

第 2 の実施例のモータ駆動制御回路 100 を構成する制御回路 115 のより具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 9】

スピンドルモータのある瞬間に着目して昇圧コンバータとそれを構成する素子を示した回路図である。

【符号の説明】

L u, L v, L w スピンドルモータの駆動コイル

R sns 電流検出用抵抗（センス抵抗）

CMP 1 ～ CMP 3 コンパレータ

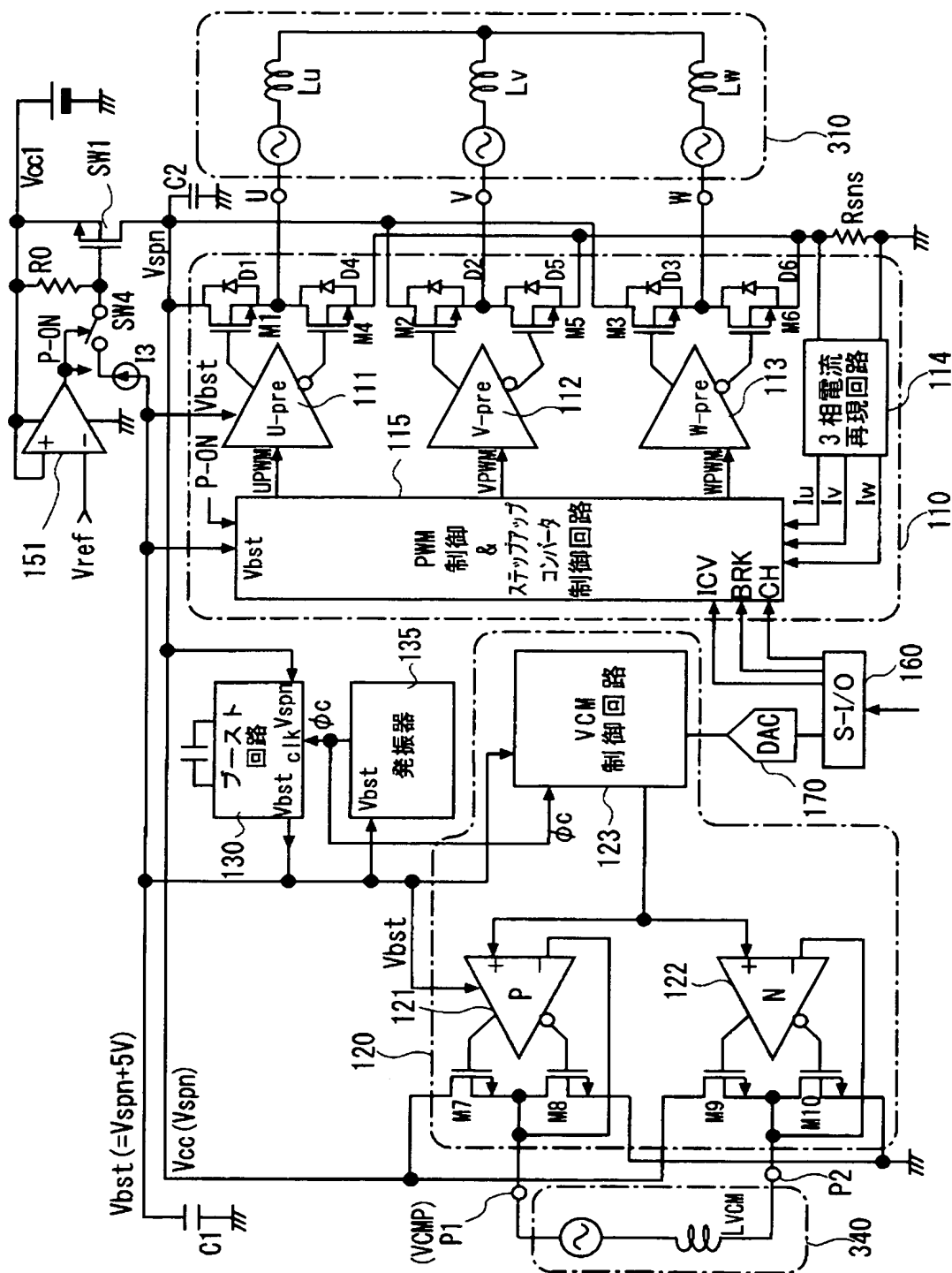
100 モータ駆動制御回路（I C）

110 スピンドルモータドライバ

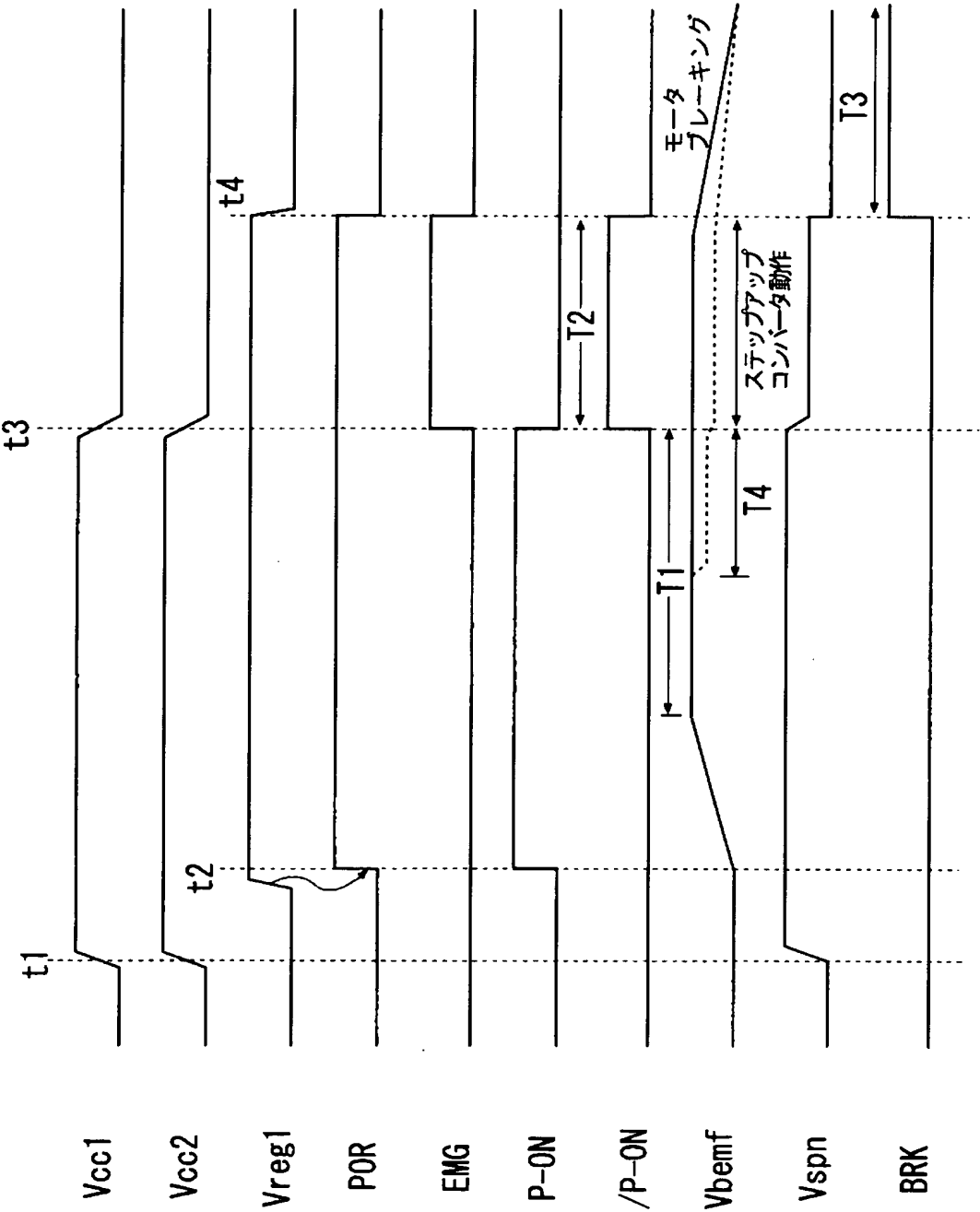
111, 112, 113 スピンドルモータのコイル駆動用プリアンプ

- 1 1 4 3 相電流再現回路
- 1 1 5 P W M 制御 & ステップアップコンバータ制御回路
- 1 2 0 ボイスコイルモータドライバ
- 1 2 1, 1 2 2 ボイスコイルモータのコイル駆動用アンプ
- 1 2 3 ボイスコイルモータの駆動制御回路
- 1 3 0 ブースト回路 (昇圧回路)
- 1 4 0 電圧レギュレータ
- 1 5 0 電源モニタ回路
- 1 6 0 シリアル入出力回路
- 1 7 0 D A 変換回路
- 1 8 0 逆起電圧検出回路
- 1 9 0 A D 変換回路
- 3 0 0 磁気ディスク
- 3 1 0 スピンドルモータ
- 3 2 0 ヘッド保持用アーム
- 3 3 0 キャリッジ
- 3 4 0 ボイスコイルモータ
- 3 5 0 ヘッド待機位置 (ランプ)
- 5 1 1 誤差アンプ
- 5 1 2 D A 変換回路
- 5 2 1 コンパレータ
- 5 2 2 セレクタ

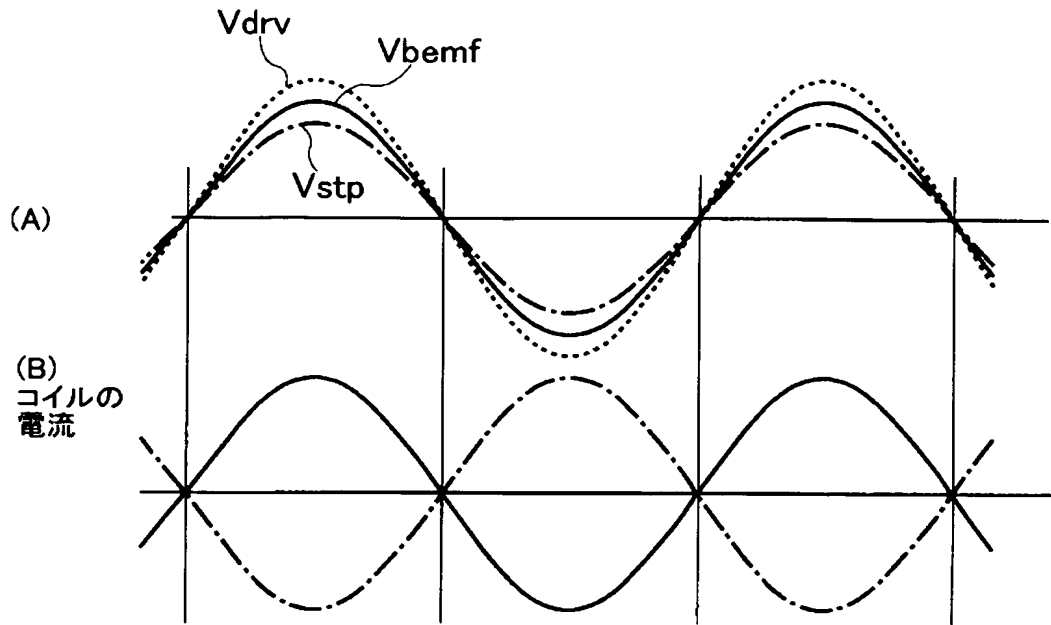
【図 2】



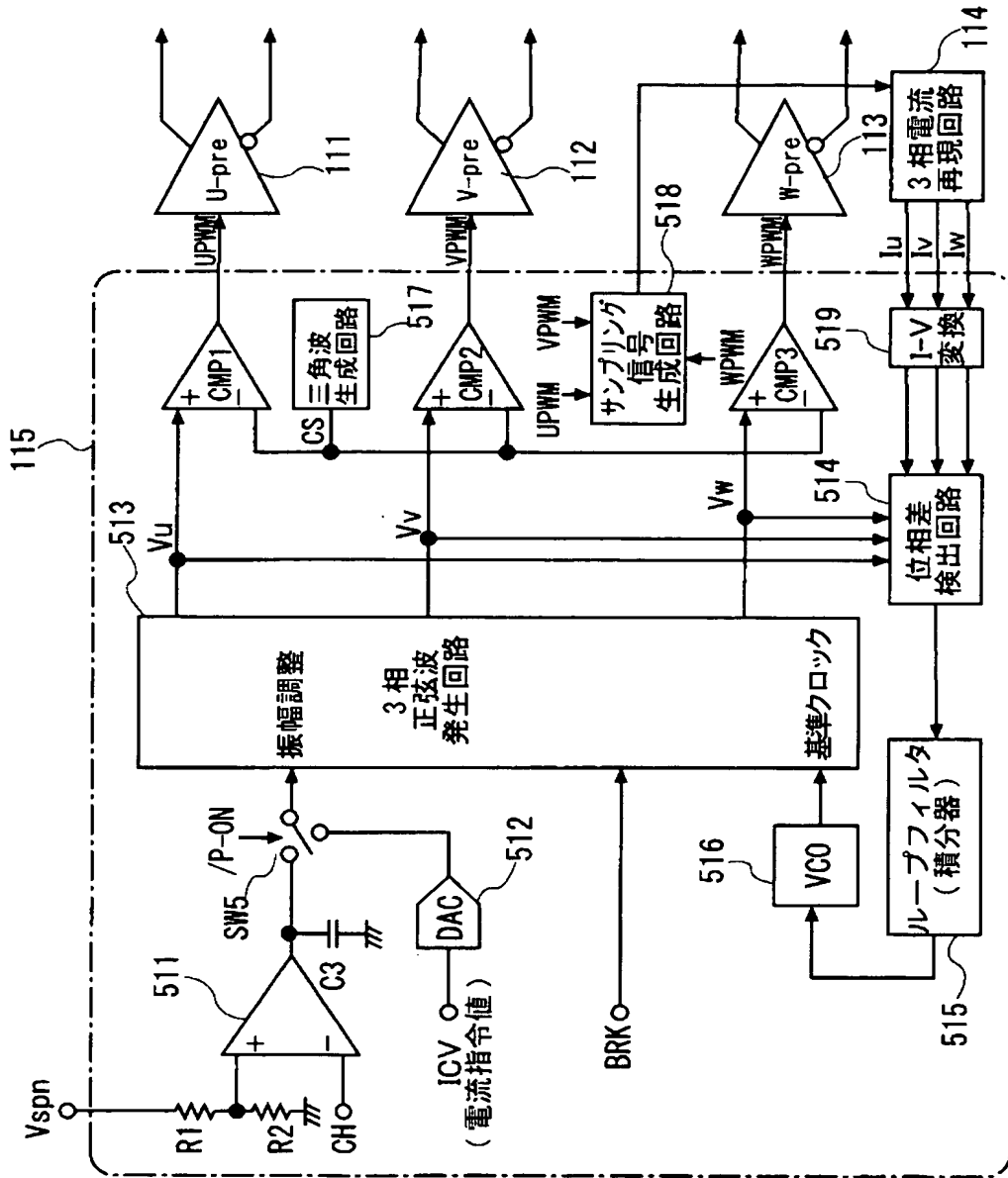
【図 3】



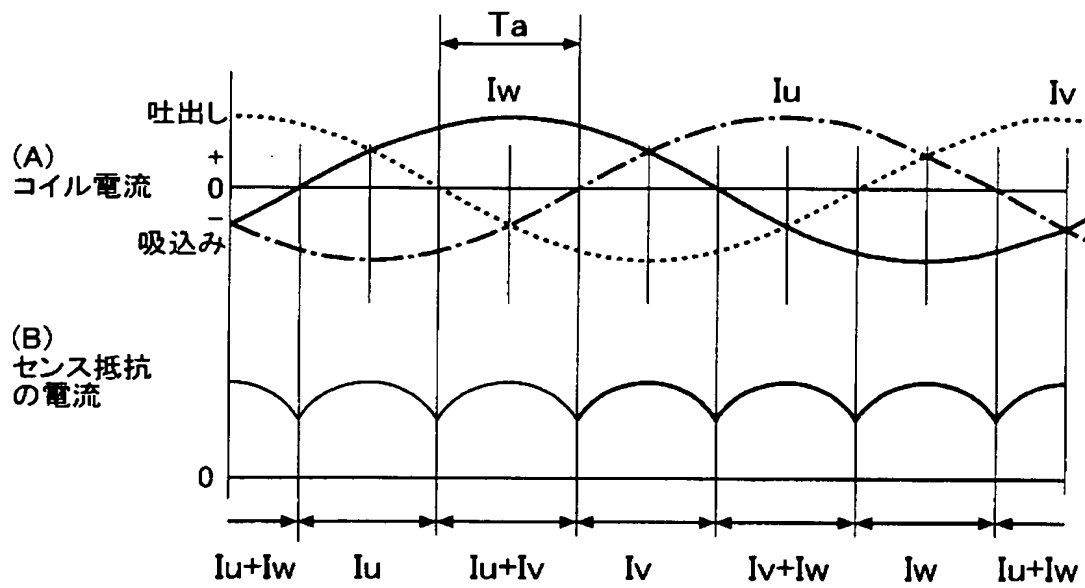
【図 4】



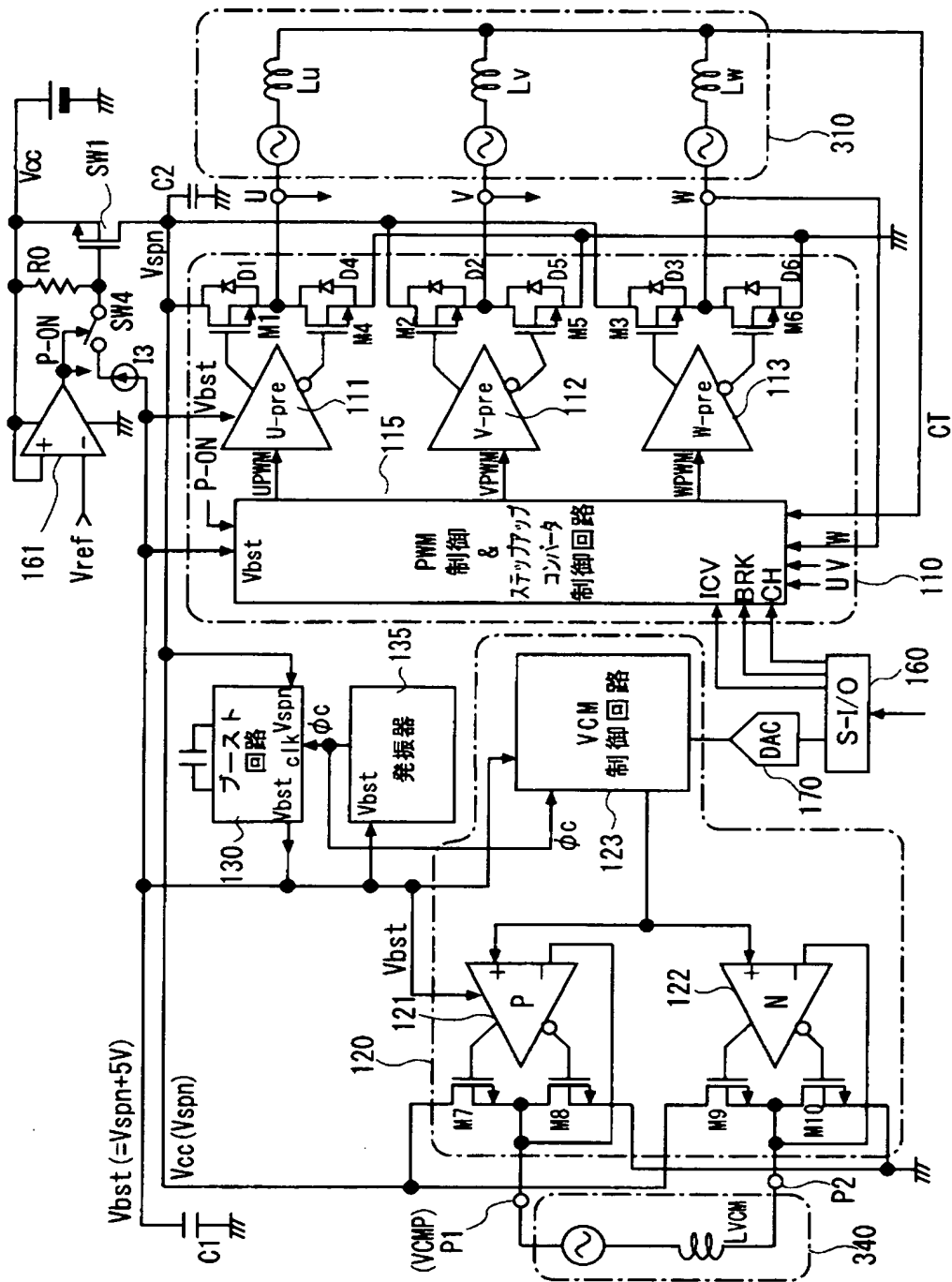
【図 5】



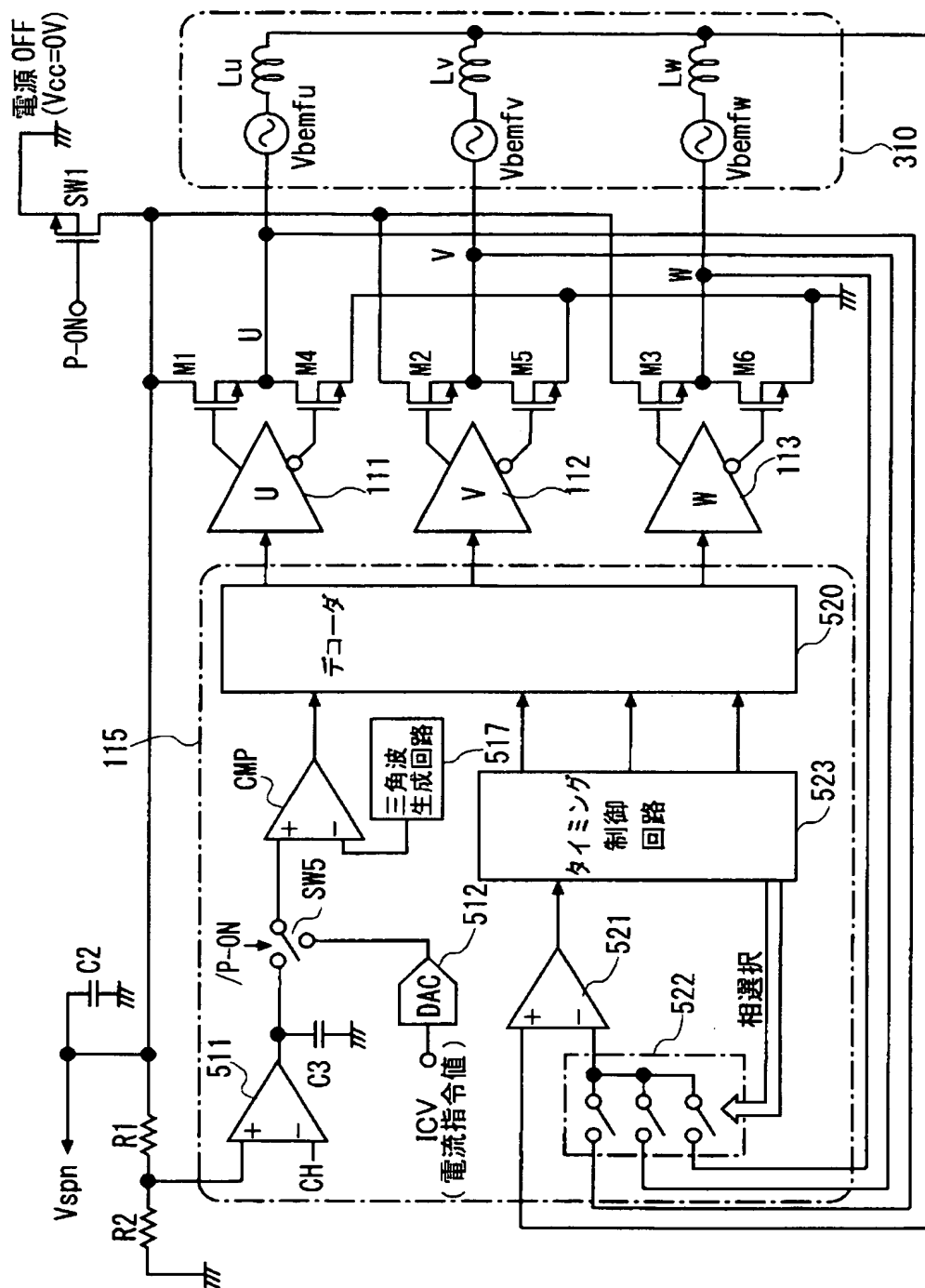
【図 6】



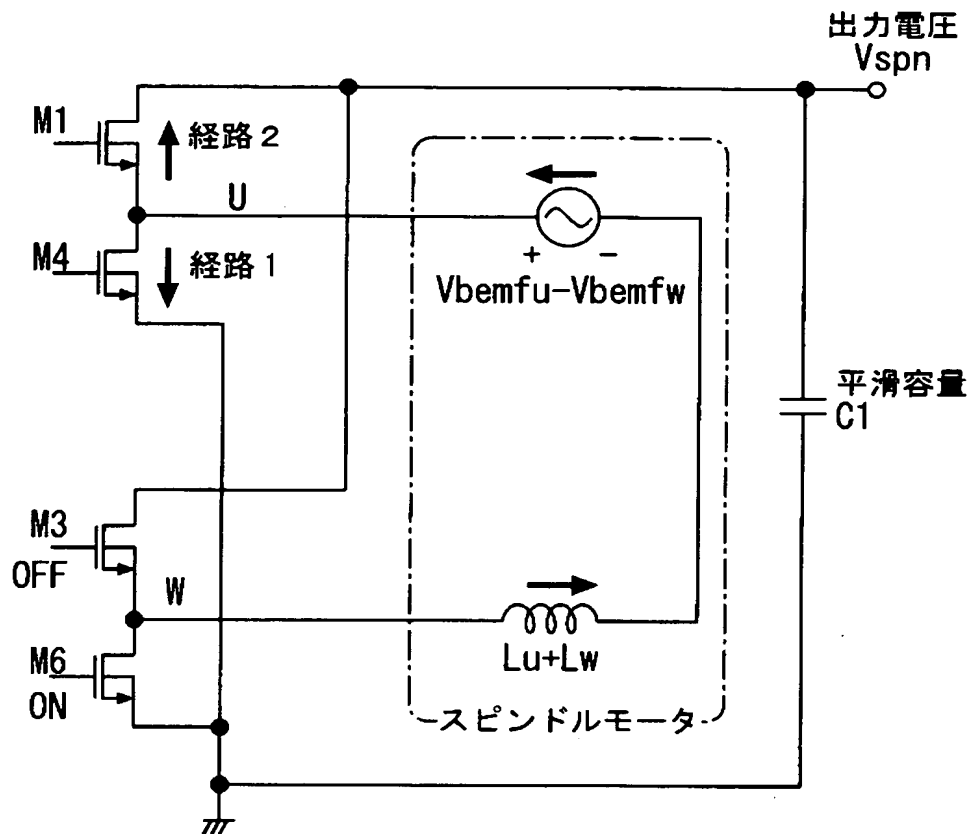
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 磁気ディスク記憶装置において、スピンドルモータの回転が遅い時に電源が遮断された場合にも、安全に磁気ヘッドを待機位置へ移動させることができるようにする。

【解決手段】 磁気ディスクを回転させるスピンドルモータ（310）と、スピンドルモータを回転駆動するスピンドルモータ駆動回路（110）と、磁気ディスクに対して情報のリードを行なう磁気ヘッドと、この磁気ヘッドを移動させるボイスコイルモータ（340）と、該ボイスコイルモータを駆動するボイスコイルモータ駆動回路（120）とを有する磁気ディスク記憶装置において、前記磁気ヘッドを待機位置から磁気ディスクの表面にローディングさせる際にスピンドルモータの回転速度を通常動作時の回転速度よりも遅くさせる。そして、電源遮断時にはスピンドルモータ駆動回路をステップアップコンバータ動作させて逆起電圧よりも高い電圧を発生させ、該高電圧により制御回路および駆動回路を動作させ前記磁気ヘッドを所定の待機位置へ移動させる際の速度制御を可能にした。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8
受付番号	5 0 2 0 1 7 7 2 1 8 3
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0 0 9 2
作成日	平成 1 4 年 1 1 月 2 6 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成14年11月25日
-------	-------------

次頁無

【書類名】 出願人名義変更届（一般承継）

【あて先】 特許庁長官 殿

【事件の表示】

【出願番号】 特願2002-340338

【承継人】

【識別番号】 503121103

【氏名又は名称】 株式会社ルネサステクノロジ

【承継人代理人】

【識別番号】 100085811

【弁理士】

【氏名又は名称】 大日方 富雄

【提出物件の目録】

【包括委任状番号】 0308733

【物件名】 承継人であることを証明する登記簿謄本 1

【援用の表示】 特許第 3 1 5 4 5 4 2 号 平成 1 5 年 4 月 1 1 日付け
提出の会社分割による特許権移転登録申請書 を援用
する

【物件名】 権利の承継を証明する承継証明書 1

【援用の表示】 特願平 3 - 1 0 8 7 1 2 号 同日提出の出願人
名義変更届（一般承継）を援用する

【プルーフの要否】 要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8
受付番号	5 0 3 0 1 2 3 2 4 3 7
書類名	出願人名義変更届（一般承継）
担当官	角田 芳生 1 9 1 8
作成日	平成 1 5 年 9 月 1 6 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成 1 5 年 7 月 2 5 日
-------	--------------------

特願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 1 0 8]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地

氏 名

株式会社日立製作所

特願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 2 3 3 1 6 9]

1. 変更年月日
[変更理由]

1 9 9 8 年 4 月 3 日
名称変更

住 所
氏 名

東京都小平市上水本町 5 丁目 2 2 番 1 号
株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ

特願 2 0 0 2 - 3 4 0 3 3 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 3 1 2 1 1 0 3]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 4 月 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号

氏 名

株式会社ルネサステクノロジ